





Pracoviště: RICE Výzkumná zpráva č.: 22190-09-2015

# Možnosti kompenzace rezonanční vazby systému bezkontaktního nabíjení elektrických vozidel

Druh úkolu:	vědecko-výzkumná
Řešitelé:	Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.
	Ing. Martin Jára
	Doc. Ing. Pavel Drábek, Ph.D.
	Ing. Tomáš Kavalír, Ph.D.
Vedoucí úkolu:	Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.
Počet stran:	46
Datum vydání:	červenec 2015
Revize:	2
podpořeno projekty:	CZ.1.05/2.1.00/03.0094.
	SGS-2015-038

## Anotace

Zpráva si klade za cíl zmapovat a teoreticky rozebrat možnosti kompenzace rezonanční vazby využitelné pro systémy bezkontaktního nabíjení elektrických vozidel. Nabyté teoretické poznatky jsou následně ověřeny laboratorním měřením.

# Seznam symbolů a zkratek

k	činitel magnetické vazby	[-]
Q	činitel jakosti	[-]
$u_1, u_{C1}, u_{C2}$	okamžitá hodnota napětí	[V]
$\widehat{U}_1$	fázor napětí	[V]
<i>i</i> <sub>1</sub> , <i>i</i> <sub>2</sub> , <i>i</i> <sub>3</sub> , <i>i</i> <sub>4</sub>	okamžitá hodnota proudu	[A]
$\hat{I}_1, \hat{I}_2, \hat{I}_3, \hat{I}_4$	fázor proudu	[A]
ω	úhlová frekvence	[rad·s <sup>-1</sup> ]
f	frekvence	[Hz]
$R, R_c, R_1, R_2, R_Z$	činný odpor	[Ω]
$L, L_1, L_2, L_{12}, M$	vlastní a vzájemná indukčnost	[H]
$C, C_1, C_2$	kapacita	[F]
$L_1, L_2, L_{12}$	vlastní a vzájemná indukčnost	[H]
$\eta, \eta_{DC/AC}, \eta_{AC/DC}$	účinnost	[-,%]
$\delta_{v}$	mezera mezi závity	[m]
<i>a</i> , <i>d</i> , <i>z</i>	geometrický rozměr	[m]
$S_{v}$	průřez vodiče	[m <sup>2</sup> ]
$r_{v}, r_{1}, r_{2}$	poloměr	[m]
α	parametr tvaru	[-]
$ ho_{Cu}$	měrná rezistivita	[Ω·m]
$\mu_0$	permitivita vakua	[H⋅m <sup>-1</sup> ]
$N_1, N_2$	počet závitů	[-]
G	Catalanova konstanta	[-]

# Obsah

1 ÚVOD	4
2 NÁVRH VAZEBNÝCH CÍVEK	5
3 MOŽNOSTI KOMPENZACE	10
3.1 Sériová kompenzace	
3.2 Model sériové rezonance uvažující neharmonické napájení	15
3.3 Sério-sériovává kompenzace	
3.4 Sério-paralelní kompenzace	
3.5 Paralelně-sériová kompenzace	
3.6 Paralelně-paralelní kompenzace	
3.7 Ucelený přehled důležitých vlastností jednotlivých řešení	
4 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ	
4.1 Měřící sestava	
4.2 Řízení a sběr dat	
5 ZÁVĚR	42

# 1 Úvod

Klíčové konstrukční prvky nízkofrekvenčních systémů bezkontaktního nabíjení elektromobilů byly již dříve diskutovány v předešlých výzkumných zprávách. Zde se proto zaměříme pouze na teoretický rozbor možností kompenzace vazby z hlediska dodaného výkonu a dosažené účinnosti. Referenční parametry vstupních simulací jsou vidět v *Tab. 1*. Pro tyto rezonanční obvody se jako nejvhodnější jeví hlavně sériová (kondenzátor zapojen pouze na primární straně), sério-sériová, sério-paralelní, paralelně-sériová a paralelně-paralelní kompenzace. Pro ověření platnosti všech závěrů byl podle [1] navržen prototyp vazby využívající vyšší pracovní frekvence schopný přenést i vyšší výkony (300 kHz, 20 kW).

#### Tab. 1 Elektrické parametry vstupních simulací.

Elektrický parametr	Velikost
k	0.2 [-]
$U_1$	100 [V]
$R_1 = R_2$	0.6 [Ω]
$L_1=L_2$	145.4e <sup>-6</sup> [H]
$C_1 = C_2$	3e <sup>-9</sup> [F]
$\eta_{DC/AC} = \eta_{AC/DC}$	98 [%]

## 2 Návrh vazebných cívek

Jak již bylo naznačeno v předcházejících zprávách, nejdůležitějším parametrem při návrhu vazebných cívek je bezpochyby činitel jakosti *Q*. Jeho provozní velikost je silně závislá na různých parametrech (např. topologie obvodu, velikost zátěže, vzdálenost cívek, atd.) a není proto možné jej optimalizovat přímo. Jedna z možností je maximalizace činitele jakosti naprázdno, který je dán vztahem (1).

$$Q = \frac{\omega L}{R} \tag{1}$$

Pro určení optimálního počtu závitů stačí provést sérii výpočtů pro různá uspořádání závitů cívky (dle Obr. 1) a sledovat poměr indukčnosti a činného odporu.



#### Obr. 1 Pro návrh vazebné cívky.

Cívka má z důvodu dosažení maximální indukčnosti planární tvar se čtvercovými závity. Vnější rozměr byl omezen na a=500 mm. Kvůli omezení parazitní kapacity byly dodržovány rozestupy mezi jednotlivými závity o velikosti  $\delta_v$ =4 mm. Samotný vodič je vyroben z měděného lana (2200 vzájemně izolovaných vodičů) o celkovém průřezu  $S_v$ =19.63 mm<sup>2</sup>. Pro plánované pracovní frekvence proto můžeme zanedbat vliv skinefektu a uvažovat odpor jako nezávislý. Výsledný odpor pro dané uspořádání je možné určit ze vztahu (2).

$$R_{c} = \frac{\rho_{Cu}}{\pi r_{v}^{2}} \left( 2a + 2\sum_{i=1}^{N-1} [a - i\delta_{v}] \right)$$
(2)

Pro výpočet vlastní indukčnosti ploché cívky existuje množství relativně jednoduchých aproximačních vztahů. Tyto však platí pouze v úzkém rozsahu "typových" tvarů a pro obecné geometrie selhávají. V tomto případě bude využito eliptických integrálů, kde pro vlastní indukčnost platí (3)

$$L_{S} = \mu_{0} \frac{8}{3\pi} \frac{N^{2} r_{1}}{(\alpha - 1)^{2}} S_{II}, \text{ kde}$$
(3)  

$$S_{II} = (\alpha^{3} + 1) [2G - \mathbf{K}(k_{II}) - 1] - \frac{\pi}{2} \ln(2) + \frac{\alpha + 1}{2\alpha k_{II}^{2}} [(\alpha^{4} + 4\alpha^{3} + 4\alpha + 1)k_{II}^{2} - 4\alpha(\alpha^{2} + 1)k_{II} - (\alpha^{4} + 2\alpha^{3} + 4\alpha + 1)k_{II}^{2} + 4\alpha(\alpha^{2} + 1)\mathbf{E}(k_{II})] - \frac{1}{2}\mathbf{J}_{1}\alpha^{3} - \mathbf{J}_{2}.$$
(4)

Pro Catalanovu konstantu *G* můžeme napsat (5).

$$G = \int_0^1 \frac{\tan(x)}{x} dx \approx 0.915966$$
 (5)

Dále se určí integrály

$$\mathbf{J}_{1} = \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} \ln\left[\frac{\sqrt{\alpha^{2} + 2\alpha\cos(\varphi) + 1} + \alpha\cos(\varphi) + 1}{\sqrt{\alpha^{2} - 2\alpha\sin(\varphi) + 1} + \alpha\sin(\varphi) - 1}\right] d\varphi, \quad \text{a také}$$
(6)

$$\mathbf{J}_2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \ln\left[\sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha\cos(2\varphi)} + \cos(2\varphi) + \alpha\right] d\varphi.$$
(7)

Modul  $k_{II}$  pro eliptické integrály  $\mathbf{K}(k_{II})$  a  $\mathbf{E}(k_{II})$  je dán vztahem (8).

$$k_{II} = \sqrt{\frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2}}, \text{ kde } \alpha = \frac{r_2}{r_1}$$
(8)

$$\mathbf{K}(k_{II}) = \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k_{II}^{2} \sin^{2}(\varphi)}} \quad a \quad \mathbf{E}(k_{II}) = \int_{0}^{\frac{\pi}{2}} \left[\sqrt{1 - k_{II}^{2} \sin^{2}(\varphi)}\right] d\varphi$$
(9)

Odhad optimálního počtu závitů je nyní možné provést krátkým skriptem, který cyklicky počítá vlastní indukčnost spolu s činným odporem cívky. Jejich poměr je směrodatný ukazatel pro maximalizaci činitele jakosti. V Obr. 2 je zřejmý extrém funkce v oblasti *N*=21÷24 závitů. Pro

naše účely volím N=22 záv. Uspoří se tak materiál, přičemž se nebudeme pohybovat na hraně teoretického optima.



Obr. 2 Pro zjištění počtu závitů.

Výsledný tvar cívky je vidět v náčrtku (Obr. 3). Elektrické parametry odpovídají hodnotám uvedeným v *Tab. 1*.



Obr. 3 Náčrtek prototypu cívky.

Dále je třeba zjistit činitel magnetické vazby mezi dvěma různě vzdálenými cívkami. Jde o důležitý parametr, který významně ovlivňuje chování systému hlavně při zatížení. Je možné jej získat ze vzájemné a vlastních indukčností jako

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$
 (10)

Vlastní indukčnost určíme z rovnice (3), vzájemnou pak aplikací postupu uvedeného v [1] s využitím Obr. 4 a rovnice (14).



Obr. 4 Pro určení vzájemné indukčnosti.

Vzájemná indukčnost jednotlivých dvojic (vždy krajních) závitů je dána integrálem (11)

$$L_{1x2y} = 2\mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \frac{\int_0^{\pi} \left[ \cos (\phi) - \frac{d}{r_2} \cos (\phi) \right] \left[ \left( 1 - \frac{k_{II}^2}{2} \right) \mathbf{K}(k_{II}) - \mathbf{E}(k_{II}) \right] d\phi}{k_{II} \sqrt{\Omega^3}}, \text{kde}$$
(11)

$$\Omega = \sqrt{1 - \sin^2(\phi) \cos^2(\varphi) + \left(\frac{d}{r_2}\right)^2 - \frac{2d}{r_2}\cos(\phi)\cos(\varphi)}$$
(12)

а

$$k_{II} = \sqrt{\frac{4\Omega \frac{r_2}{r_1}}{\left(1 + \Omega \frac{r_2}{r_1}\right)^2 + \left(\frac{z}{r_1} - \frac{r_2}{r_1}\cos(\phi)\cos(\varphi)\right)^2}}.$$
(13)

Kombinací (14) vzájemných indukčností hraničních závitů získáme celkovou vzájemnou indukčnost.

$$L_{12} = N_1 N_2 \left( \frac{L_{1A2A} + L_{1A2B} + L_{1B2A} + L_{1B2B}}{4} \right)$$
(14)

Výsledný graf z rovnice (14) je vidět na Obr. 5.



Obr. 5 Činitel magnetické vazby cívek.

# 3 Možnosti kompenzace

#### 3.1 Sériová kompenzace

Sériová kompenzace využívá pouze jednoho rezonančního kondenzátoru, umístěného na primární straně vazby. Obvodový model je vidět na Obr. 6.



Obr. 6 Model sériové vazby.

Model se dá sestavit na základě integrodiferenciálních rovnic podle (16, 17), přičemž pro známý činitel magnetické vazby *k* obou cívek můžeme psát

$$L_{12} = k \sqrt{L_1 L_2} \,. \tag{15}$$

$$-u_1 - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt + u_{C_1(0)} + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} = 0$$
(16)

$$L_1 \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 + R_Z i_2 = 0$$
<sup>(17)</sup>

Systém bude napájen z frekvenčního měniče s obdélníkovým průběhem napětí, ale protože se jedná o rezonanční obvod s pracovním bodem v blízkosti rezonance, je možné počítat pouze se základní harmonickou. Výsledný model pak můžeme zjednodušit podle (18).

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1\\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} & j\omega L_{12}\\ j\omega L_{12} & R_2 + R_Z + j\omega L_2 \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \hat{U}_1\\ 0 \end{bmatrix}$$
(18)

Rezonanční frekvenci je možné zjistit z podmínky nulové velikosti jalové složky proudu  $\hat{I}_1$  (19).

$$\Im\{\hat{I}_1\} = 0 \tag{19}$$

Výsledek je ale příliš složitý na to, aby se dal jednoduše vyjádřit přehledným vztahem, a je proto nutné jej řešit buďto graficky, nebo numericky. Totéž platí i pro ostatní veličiny jako jsou například výkony, proudy a účinnosti.

Při činné zátěži je dodaný výkon  $P_2$  možné určit ze vztahu

$$P_2 = R_Z |\hat{I}_1|^2.$$
 (20)

A pokud pro činný výkon na primární straně P<sub>1</sub> platí rovnice

$$P_1 = \Re\{\widehat{U}_1\widehat{I}_1^*\},\tag{21}$$

tak pro účinnost vychází

$$\eta_{WPT} = \frac{R_Z |\hat{I}_1|^2}{\Re\{\hat{U}_1 \hat{I}_1^*\}} \,. \tag{22}$$

Pro výpočet celkové účinnosti (DC-DC) je však dále nutné započítat účinnost střídače a usměrňovače.

$$\eta_{DC-DC} = \frac{R_Z |\hat{I}_1|^2}{\Re{\{\hat{U}_1 \hat{I}_1^*\}}} \eta_{DC/AC} \eta_{AC/DC}$$
(23)

Obr. 7 Primární proud cívkou při sériové rezonanci.

1.5

f [kHz]

1

100

R [Ohm]

RICE FEL ZČU

x 10



#### Proudy tekoucí primárním a sekundárním vinutím jsou vidět na Obr. 7 a Obr. 8.



Z grafů je zřejmé, že oba proudy jsou od určitých hodnot zátěže téměř nezávislé na její změně. Výjimkou jsou jen nižší hodnoty (do 100  $\Omega$ ), kde se proud mění razantně. Naopak frekvence má vliv značný. Systém je schopný dodávat výkon, jak je ukázáno na Obr. 9 a Obr. 10, jen v oblasti rezonance.



#### Obr. 9 Výkon dodávaný do primární cívky při sériové rezonanci.

Průběhy na Obr. 9 a Obr. 10 mají prakticky stejný tvar, mění se jen velikost v ose z.



Obr. 10 Výkon dodávaný sekundární cívkou při sériové rezonanci.

Na Obr. 11 je vidět průběh napětí na rezonančním kondenzátoru. Pro vyšší hodnoty zátěžného odporu bude zřejmě dielektrikum kondenzátoru namáháno jen málo. V případě nižších hodnot odporu však hrozí jeho elektrický průraz.



Obr. 11 Napětí na rezonančním kondenzátoru při sériové rezonanci.

Jak je patrné z Obr. 12, účinnost přenosu energie je relativně "plochá" jak v závislosti na odporu, tak i na frekvenci.

Z grafu se dokonce může zdát, že z hlediska účinnosti bude systém výhodnější provozovat v oblasti mimo rezonanci, nicméně přenášený výkon je pak téměř zanedbatelný.



Obr. 12 Účinnost přenosu energie při sériové rezonanci.

Již v předchozím textu byl zmíněn problém s odvozením vztahu pro rezonanční frekvenci, tato se dá určit buďto numericky z rovnice (14), nebo graficky viz Obr. 13. Je zde vidět jen jeden průchod nulou ( $f_r$ =243.3 kHz), který přímo určuje pracovní rezonanční frekvenci. Kromě této se zde také vyskytne ještě několik nižších frekvencích (viz kapitola 3.2) na kterých obvod rezonuje vlivem neharmonického napájení (těm se však vyhýbáme).



Obr. 13 Pro zjištění rezonanční frekvence při sériové rezonanci.

#### 3.2 Model sériové rezonance uvažující neharmonické napájení

Pro úplnost zde uvádím i plnohodnotný matematický model, uvažující napájení včetně spektra harmonických (obdélníkový průběh napětí). Takový model je sice přesnější a lépe postihne skutečné chování systému pro široký záběr pracovních frekvencí, ale na druhou stranu je komplikovanější a méně přehledný.

Obvodové proudy jsou podle (24) tvořeny sumou všech harmonických.

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{1} \\ \hat{I}_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \begin{bmatrix} R_{1} + jk\omega L_{1} - j\frac{1}{k\omega C_{1}} \end{bmatrix} & \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} [jk\omega L_{12}] \\ \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} [jk\omega L_{12}] & \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} [R_{2} + R_{Z} + jk\omega L_{2}] \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \begin{bmatrix} \widehat{U}_{1} \\ k \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$
(24)

Pro výpočet ostatních veličin (výkony, účinnosti, ...) pak stačí dosadit (24) do rovnic (20÷23). Jak je ukázáno v Obr. 14 a Obr. 15, výsledky obou modelů vykazují perfektní schodu v oblasti frekvencí ( $f \in \langle f_r; \infty \rangle$ ). Pro nižší frekvence se pak jednodušší model složitějšímu pouze přibližuje. Na Obr. 14 je vidět průběh proudu odebíraného primární cívkou při zátěži  $R_Z$ =100  $\Omega$  na sekundární straně. Na *x*-ové ose je vynesena napájecí frekvence (základní harmonická), na *y*ové ose je pak výsledný proud skládající se z příspěvků od prvních pěti harmonických (1., 3., 5., 7., a 9.) obdélníkového průběhu.



Obr. 14 Primární proud sériové vazby.

V průběhu se vyskytuje celkem pět rezonančních frekvencí, přičemž ta nejvýznamnější odpovídá frekvenci 243.3 kHz a je způsobena základní harmonickou. Obdélníkový průběh obsahuje kromě základní harmonické také celou řadu vyšších harmonických (1., 3., 5., ...) a proto musí obvod rezonovat již při nižších napájecích kmitočtech. Pro např. třetí harmonickou můžeme rezonanci hledat na frekvenci  $f_{r3}=f_r/3=243.3/3=81.1$  kHz. Devátá pak má svou rezonanci při  $f_{r9}=f_r/9=243.3/9=27.03$  kHz.



Obr. 15 Účinnost sériové vazby.

Na Obr. 15 je pak vidět výsledný průběh účinnosti. Vzhledem k velmi nízkým přenášeným výkonům v oblasti nižších frekvencí však není nutné se jím zabývat.

## 3.3 Sério-sériovává kompenzace

Sério-sériová kompenzace využívá dvou rezonančních kondenzátorů zapojených do série s vazebnou cívkou. Obvodový model je vidět na Obr. 16.



Obr. 16 Model sériové vazby.

Integrodiferenciální rovnice (25, 26) jsou podobné těm z předchozího uspořádání, jediný rozdíl spočívá v připojeném kondenzátoru na sekundární stranu.

$$-u_1 - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt + u_{C_1(0)} + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} = 0$$
<sup>(25)</sup>

$$L_1 \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 - \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt + u_{C_2(0)} + R_Z i_2 = 0$$
(26)

Úpravou pro základní harmonickou opět získáme jednodušší tvar modelu (27).

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1\\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} & j\omega L_{12} \\ j\omega L_{12} & R_2 + R_Z + j\omega L_2 - j\frac{1}{\omega C_2} \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \hat{U}_1\\ 0 \end{bmatrix}$$
(27)

Rezonanční frekvenci je opět možné zjistit z rovnice (19), stejně tak i výkony a účinnosti zjistíme z již uvedených vztahů (20÷23).



Obr. 17 Primární proud cívkou při sério-sériové rezonanci.

Jak je vidět z Obr. 17, pro nízké zatěžovací odpory (cca do 50  $\Omega$ ) systém vykazuje dvě rezonanční frekvence. Zvýšením odporu však klesá vliv sekundární cívky a tím i sekundárního kondenzátoru. Systém se pak více jeví jako obvod s jedním kondenzátorem.

Průběh sekundárního proudu (Obr. 18) je pak pro vyšší zátěžné odpory díky klesajícímu vlivu sekundárního kondenzátoru podobný předchozímu případu čistě sériové rezonance.



Obr. 18 Sekundární proud cívkou při sério-sériové rezonanci.

Primární výkon (Obr. 19) opět kopíruje tvar primárního proudu, zatímco sekundární výkon (Obr. 20) roste úměrně zátěžnému odporu (konstantní proud).



Obr. 19 Výkon dodávaný do primární cívky při sério-sériové rezonanci.





Podle Obr. 21 je nutné dbát zvýšené pozornosti výběru vhodného typu (konstrukce) primárního kondenzátoru, na němž se díky rostoucímu primárnímu proudu může objevit velmi vysoké napětí.



Obr. 21 Napětí na primárním kondenzátoru při sério-sériové rezonanci.







Průběh účinnosti z Obr. 23 vykazuje zřejmé maximum, které však odpovídá nejnižším přenášeným výkonům a není proto vhodné jej využít. Na druhou stranu je ale průběh relativně "plochý", což zajistí velmi vysokou účinnost i pro nejvyšší výkony.



Obr. 23 Účinnost přenosu energie při sério-sériové rezonanci.

Graf na Obr. 24 ukazuje tři možné frekvence (v uvažovaném frekvenčním rozsahu platí při nízké vazbě mezi cívkami), pro které je obvod v rezonanci a které odpovídají dvěma extrémním případům. V prvním případě, kdy je obvod maximálně zatížen (nejnižší *R<sub>Z</sub>*), se značným způsobem projevuje sekundární kondenzátor a obvod má dva využitelné rezonanční stavy (220.6 kHz a 268.6 kHz). V druhém případě, nejvyšší zatěžovací odpor, je vliv sekundárního kondenzátoru téměř zanedbatelný a obvod se do rezonance dostává pouze při frekvenci 241 kHz.



Obr. 24 Pro zjištění rezonanční frekvence při sério-sériové rezonanci.

## 3.4 Sério-paralelní kompenzace

Sério-paralelní kompenzace využívá dvou rezonančních kondenzátorů zapojených do série s vazebnou cívkou na primární straně a paralelně na straně sekundární. Obvodový model je vidět na Obr. 25.



Obr. 25 Model sério-paralelní vazby.

Na rozdíl od předchozích modelů je nyní potřeba sestavit tři rovnice o třech neznámých. Tyto také pro úplnost uvádím v integrodiferenciálním tvaru (28÷30).

$$-u_1 - \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt + u_{C_1(0)} + R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} = 0$$
(28)

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_1}{dt} + R_2 i_2 - \frac{1}{C_2} \int_0^t (i_2 - i_3) dt + u_{C_2(0)} = 0$$
<sup>(29)</sup>

$$-\frac{1}{C_2} \int_0^t (i_3 - i_2) dt + u_{C_2(0)} + R_Z i_3 = 0$$
(30)

Přepisem pro základní harmonickou dostaneme jednodušší rovnice ve tvaru (31).

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{1} \\ \hat{I}_{2} \\ \hat{I}_{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1} + j\omega L_{1} - j\frac{1}{\omega C_{1}} & j\omega L_{12} & 0 \\ j\omega L_{12} & R_{2} + j\omega L_{2} - j\frac{1}{\omega C_{2}} & j\frac{1}{\omega C_{2}} \\ 0 & j\frac{1}{\omega C_{2}} & R_{Z} - j\frac{1}{\omega C_{2}} \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \hat{U}_{1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(31)

Rezonanční frekvenci je opět možné zjistit z rovnice (19), výkony a účinnosti zjistíme ze vztahů (20÷23).



Obr. 26 Primární proud při sério-paralelni rezonanci.

Jak je vidět z Obr. 26, primární proud dosahuje při vyšším zatížení vazby extrémních hodnot, což se promítne i do průběhu příkonu (Obr. 29) a napětí na primárním kondenzátoru (Obr. 30). Proud zátěží (Obr. 27) prakticky kopíruje tvar proudu primární cívkou.



Obr. 27 Proud zátěží při sério-paralelní rezonanci.

Jak vyplývá z obou grafů na Obr. 28 a Obr. 29, v případě výkonových aplikací je nutno zajistit nízkou zatěžovací impedanci.



Obr. 28 Příkon při sério-paralelní rezonanci.





Podle Obr. 30 bude třeba řešit problém s primárním kondenzátorem, namáhání jeho dielektrika je totiž při vyšších přenášených výkonech extrémní. Buďto se bude muset přejít ke konstrukčním řešením, nebo bude nutné sério-paralelní rezonanci vymezit z výkonových aplikací.



Obr. 30 Napětí na primárním kondenzátoru sério-paralelní rezonanci.

Jak je vidět na Obr. 33, díky dvěma indukčnostem a kondenzátorům obvod rezonuje na třech frekvencích. Stejně jako v předchozím případě situace závisí na zatěžovacím odporu (samozřejmě se v daném frekvenčním rozsahu předpokládá nízká vazba cívek). Při nízkých hodnotách teče většina proudu mimo sekundární kondenzátor a jeho vliv je tím omezen. V takovém případě systém rezonuje na jedné frekvenci (240.2 kHz). Při velmi vysokých hodnotách  $R_Z$  se však kondenzátor vlivem rostoucího proudu začne projevovat více čímž způsobí rezonanci při dvou hodnotách napájecí frekvence (222 kHz a 267.8 kHz).



Obr. 31 Napětí na sekundárním kondenzátoru při sério-paralelní rezonanci.

Napětí na sekundárním kondenzátoru (Obr. 31) je relativně nízké a pravděpodobně zde nevzniknou větší problémy.



Obr. 32 Účinnost přenosu energie při sério-paralelní rezonanci.

S ohledem na tvar plochy účinnosti (Obr. 12) a napětí na primárním kondenzátoru (Obr. 30) by se dalo sério-paralelní rezonanci předurčit spíše aplikacím pracujících na nižších výkonových hladinách (jednotky kW).



Obr. 33 Pro zjištění rezonanční frekvence při sério-paralelní rezonanci.

## 3.5 Paralelně-sériová kompenzace

Paralelně-sériová kompenzace je prakticky jen obdobou předchozí varianty, která využívá dvou rezonančních kondenzátorů zapojených paralelně s vazebnou cívkou na primární straně a do série na straně sekundární. Obvodový model je vidět na Obr. 34.



Obr. 34 Model paralelně-sériové vazby.

Stejně jako v předchozím případě, i tady k popisu obvodu stačí sestavit tři rovnice o třech neznámých (32÷34).

$$-u_1 - \frac{1}{C_1} \int_0^t (i_1 - i_2) dt + u_{C_1(0)} = 0$$
(32)

$$-\frac{1}{C_1} \int_0^t (i_2 - i_1) dt + u_{C_1(0)} + R_1 i_2 + L_1 \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_3}{dt} = 0$$
(33)

$$L_2 \frac{di_3}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} + R_2 i_3 - \frac{1}{C_2} \int_0^t i_3 dt + u_{C_2(0)} + R_Z i_3 = 0$$
(34)

Přepisem pro základní harmonickou dostaneme jednodušší rovnice ve tvaru (35).

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{1} \\ \hat{I}_{2} \\ \hat{I}_{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\frac{1}{\omega C_{1}} & j\frac{1}{\omega C_{1}} & 0 \\ j\frac{1}{\omega C_{1}} & R_{1} + j\omega L_{1} - j\frac{1}{\omega C_{1}} & j\omega L_{12} \\ 0 & j\omega L_{12} & R_{2} + R_{Z} + j\omega L_{2} - j\frac{1}{\omega C_{2}} \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \hat{U}_{1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(35)

Rezonanční frekvenci je opět možné zjistit z rovnice (19), výkony a účinnosti zjistíme ze vztahů (20÷23).



Obr. 35 Primární proud při paralelně-sériové rezonanci.

Jak je vidět z Obr. 35, primární proud je relativně velký hlavně mimo rezonanci. S přihlédnutím k Obr. 37 je však jasné, že jde hlavně o jalovou složku tekoucí kondenzátorem. Činný proud je obvodem odebírán výhradně ve stavu rezonance.



Obr. 36 Sekundární proud při paralelně-sériové rezonanci.

Proud zátěží podle Obr. 36 tvarem odpovídá činné složce primárního proudu.



Obr. 37 Činný výkon dodávaný do primární cívky při paralelně-sériové rezonanci.

V porovnání s ostatními způsoby kompenzace je podle Obr. 37 a Obr. 38 toto řešení nejméně vhodné pro výkonové aplikace. Na druhou stranu tolik nezatěžuje dielektrikum sekundárního kondenzátoru (Obr. 31), napětí na primárním kondenzátoru je rovno napájecímu napětí.



Obr. 38 Výkon na zátěži při paralelně-sériové rezonanci.



Obr. 39 Napětí na sekundárním kondenzátoru při paralelně-sériové rezonanci.

Nejvyšší účinnosti (Obr. 40) systém dosahuje právě v oblasti rezonance, kdy zároveň přenáší nejvyšší (relativně nízký) výkon.





Na Obr. 41 jsou vidět tři možné stavy rezonance. Opět platí vliv sekundárního kondenzátoru při velké sekundární zátěži (cca do 5  $\Omega$ ) způsobující rezonanci obvodu při dvou frekvencích (220.8 kHz a 269.1 kHz). V opačném případě, odlehčení, je vliv sekundárního kondenzátoru malý a obvod rezonuje jen při frekvenci 246 kHz.



Obr. 41 Pro určení rezonanční frekvence při paralelně-sériové rezonanci.

#### 3.6 Paralelně-paralelní kompenzace

Paralelně-paralelní kompenzace využívá dvou rezonančních kondenzátorů zapojených paralelně k oběma vazebným cívkám. Obvodový model je vidět na Obr. 42.



Obr. 42 Model paralelně-sériové vazby.

Na rozdíl od předchozích modelů je nyní potřeba sestavit čtyři rovnice o čtyřech neznámých. Tyto také pro úplnost uvádím v integrodiferenciálním tvaru (36÷39).

$$-u_1 - \frac{1}{C_1} \int_0^t (i_1 - i_2) dt + u_{C_1(0)} = 0$$
(36)

$$-\frac{1}{C_1} \int_0^t (i_2 - i_1) dt + u_{C_1(0)} + R_1 i_2 + L_1 \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{di_3}{dt} = 0$$
(37)

RICE FEL ZČU Stránka 31

$$L_2 \frac{di_3}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} + R_2 i_3 - \frac{1}{C_2} \int_0^t (i_3 - i_4) dt + u_{C_2(0)} = 0$$
(38)

$$-\frac{1}{C_2} \int_0^t (i_4 - i_3) dt + u_{C_2(0)} + R_Z i_4 = 0$$
(39)

Přepisem pro základní harmonickou dostaneme jednodušší rovnice ve tvaru (40).

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{1} \\ \hat{I}_{2} \\ \hat{I}_{3} \\ \hat{I}_{4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\frac{1}{\omega C_{1}} & j\frac{1}{\omega C_{1}} & 0 & 0 \\ j\frac{1}{\omega C_{1}} & R_{1} + j\omega L_{1} - j\frac{1}{\omega C_{1}} & j\omega L_{12} & 0 \\ 0 & j\omega L_{12} & R_{2} + j\omega L_{2} - j\frac{1}{\omega C_{2}} & j\frac{1}{\omega C_{2}} \\ 0 & 0 & j\frac{1}{\omega C_{2}} & R_{Z} - j\frac{1}{\omega C_{2}} \end{bmatrix} \setminus \begin{bmatrix} \hat{U}_{1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(40)

Rezonanční frekvenci je opět možné zjistit z rovnice (19), výkony a účinnosti zjistíme ze vztahů (20÷23).

Jak je vidět v Obr. 43, průběh proudu je velmi podobný tomu, který odebíral předchozí systém kompenzace. Opět je zde značná převaha jalové složky proudu (s přihlédnutím k Obr. 45) nad tou činnou.



Obr. 43 Primární proud při paralelně-paralelní rezonanci.

Do zátěže teče i při velmi nízkých hodnotách  $R_Z$  téměř zanedbatelný proud (Obr. 44). Díky tomu je velmi malý i výkon dodávaný do zátěže (Obr. 46). Systém se oproti předchozímu



uspořádání jeví jako více odolný proti rozladění (pravděpodobně díky nižší velikosti provozního



Díky Obr. 45 a Obr. 46 je možné uspořádání vyloučit z použití pro výkonové nabíjecí systémy. Schopnost systému přenést výkon je v porovnání s ostatními jen velmi tristní.



Obr. 45 Činný výkon dodávaný do primární cívky při paralelně-paralelní rezonanci.

Na rozdíl od paralelně-sériové rezonance, zde je maximum (zanedbatelné) výkonu přenášeno při velmi vysokých zátěžných odporech.



Obr. 46 Výkon na zátěži při paralelně-paralelní rezonanci.

Napětí na sekundárním kondenzátoru (Obr. 47) je stejně velké jako napětí na zátěži. Vzhledem k výkonovým schopnostem systému se není třeba obávat extrémního namáhání jeho dielektrika.



Obr. 47 Napětí na sekundárním kondenzátoru při paralelně-paralelní rezonanci.

Účinnost (Obr. 49) má relativně "plochý" charakter, přičemž maximum se nachází v maximu přenášeného výkonu (může být výhodou).



Obr. 48 Účinnost přenosu energie při paralelně-paralelní rezonanci.

Stejně jako v předchozích případech, i tady může obvod rezonovat při třech frekvencích. Opět závisí především na velikosti zátěže. Při extrémně velkých hodnotách  $R_Z$  (na Obr. 49  $R_Z$ =10 k $\Omega$ ) je obvod ovlivněn i sekundárním kondenzátorem a rezonuje na dvou frekvencích (220.1 kHz a 269.2 kHz). Při nižších hodnotách (Obr. 43÷Obr. 48) však kondenzátorem teče jen zanedbatelná proud a jeho vliv je zanedbatelný ( $f_r$ =246 kHz).



Obr. 49 Pro určení rezonanční frekvence při paralelně-paralelní rezonanci.

## 3.7 Ucelený přehled důležitých vlastností jednotlivých řešení

Na základě prezentovaných výsledků je možné sestavit tabulku (*Tab. 2*) klíčových vlastností (výhod/nevýhod) řešených rezonančních obvodů.

Tab. 2 Tabelární porovnání klíčových vlastností řešených rezonančních obvodů.

Způsob kompenzace	Výhody				Nevýhody			
	Α	B	С	D	E	F	G	Н
Sériová	Х			Х		Х	Х	Х
Sério-sériová	Х		Х					Х
Sério-paralelní	Х	Х	Х				Х	Х
Paralelně-sériová		Х	Х		Х		Х	
Paralelně-paralelní		Х	Х	Х	Х			

Legenda:

Α

#### schopnost přenášet velké výkony

- B maximální účinnost v oblasti maximálního přenášeného výkonu
- **C** teoreticky dosažitelná účinnost vyšší, než 90 %
- D výskyt pouze jedné provozní rezonance
- E schopnost přenášet pouze malé výkony
- F teoreticky dosažitelná účinnost menší, než 90 %
- G větší citlivost na zátěžném odporu
- H větší napěťové hladiny na rezonančních kondenzátorech

Pro další postup je rozhodující hlavně sloupec "A" a "E".

# 4 Experimentální ověření

## 4.1 Měřící sestava

K ověření vlastností diskutovaných vazebných variant bylo sestaveno měřící stanoviště (Obr. 53), jehož základní koncept znázorňuje Obr. 50. Určujícím hlediskem při volbě výkonových komponent byla schopnost pracovat se spínací frekvencí od 200kHz výše. Z tohoto důvodu bylo zvoleno řešení zcela založené na SiC prvcích. Střídač je postaven na 1200V normally-on SiC JFET modulech FF45R12J1W1\_B11 (Infineon) s typovým proudem 45 A. Vzhledem k nízkým hodnotám spínacích časů těchto modulů, které se reálně pohybují v řádu desítek nanosekund, je možné minimalizovat vliv mrtvých časů střídače. Usměrňovač je založen na 1200V diodovém SiC modulu APTDC20H1201G (Microsemi) s typovým proudem 20 A. Oba měniče jsou

detailněji popsány v publikacích [2] [3]. Podmínkou pro výběr testovacích přístrojů byla jejich programovatelnost tak, aby bylo možné provádět plně automatizované měření velkého množství pracovních bodů v prostředí Matlabu pomocí emulovaného sériové portu nebo IVI-COM driverů<sup>1</sup> s využitím USB rozhraní. Díky tomu je možné minimalizovat časovou zátěž jednotlivých testů.



#### Obr. 50 Základní sestava měřícího a testovacího řetězce

K řízení SiC střídače byl použit MLC interface verze 2 [4] spolu s DSP modulem [5]. Tento modul je založen na DSP kontroléru s plovoucí desetinou čárkou TMS320F28335, který umožňuje řízení měniče s vysokými spínacími frekvencemi.



Obr. 51 Provedení kondenzátoru C1 a C2.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> IVI-COM drivery vyžadují Instrument Toolbox pro Matlab

Vzhledem k vysokým hodnotám napětí kondenzátoru  $C_1$  při vyšších přenášených výkonech je nutné věnovat zvýšenou pozornost izolaci uzlu  $C_1 - L_1$  vůči okolí jinak hrozí vznik koróny až průraz. Samotný kondenzátor  $C_1$  (a  $C_2$ ) byl pro prvotní experimenty proveden jako paralelní kombinace vysokonapěťových ( $U_N$ =6 kV) starších keramických kondenzátorů K15U-1 schopných přenášet výkon v řádech desítek kVA<sub>r</sub>.

#### 4.2 Řízení a sběr dat

K ovládání stanoviště slouží osobní počítač s vývojovými prostředími Code Composter 5.3 a vyšší a Matlab. Software pro MLC interface a skripty pro Matlab jsou uloženy v projektovém repozitáři

#### https://riceproject.fel.zcu.cz/svn/projects/2013 Bezkontaktni prenos energie/07 SW

V základní variantě lze využít pouze MLC interface k nastavení spínací frekvence střídače<sup>2</sup> a výsledné hodnoty obvodových veličin měřit manuálně pro každý pracovní bod. Komunikaci zajišťuje JTAG rozhraní MLC interface, k čemuž je využit nástroj GUI Composer<sup>3</sup> (Obr. 52). Do polí **Frequency** a **DeadTime** je nutné zadávat přímo hodnoty příslušných ePWM registrů *...TBPRD* a *...DBxED* podle tabulek vpravo.

Frequency	
	375 200kHz
	500 150kHz
	750 100kHz
	1500 50kHz
Phase shift	
	0-Frequency value
DeadTime	
	75 500ns
	150 1000ns
Train	
Obr. 52	Ovládací GUI v

prostředí Code Composer.

Druhou možností komunikace MLC interface je pomocí

virtuálního sériového portu<sup>4</sup> přes USB rozhraní. Díky tomu lze MLC interface ovládat z prostředí Matlabu případně utilit typu Hyperterminál nebo Putty. Jednoduchý ASCII protokol je popsán v úvodu souboru comm.h.

Automatizované řízení a sběr dat byl realizován sadou m-souborů (**Chyba! Nenalezen zdroj dkazů.**), které zajišťují komunikaci s jednotlivými přístroji a provádí měření zadaných pracovních bodů. Připojení přístrojů k počítači je opět realizováno pomocí virtuálního sériového portu případně pomocí IVI-COM driverů<sup>5</sup>.

Rev.2

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Případně mrtvých časů. Střída se automaticky nastaví na 50%.

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> GUI composer skript je rovněž uložen ve zmíněném repozitáři. Ten je v podstatě workspacem Code Composeru s jediným sw projektem WPT1

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> Sériový port je kofigurován pro rychlost 9600Bd, 8 databitů, 1 stopbit, parita 0, terminátor 'LF', žádné řízení

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup> V popisované sestavě používá IVI-COM drivery pouze osciloskop a stolní multimetr

ranges.m	definuje vektory U, R a f pracovních bodů; povoluje měřící zařízení;
	určuje délku průměrování a dobu ustálení pracovního bodu
connect.m	připojí všechna povolená zařízení
connect_x.m	připojí jednotlivá zařízení
run.m	provede všechna měření podle vektorů <i>U</i> , <i>R</i> a <i>f</i> povolenými zařízeními;
	po ukončení měření
close_all.m	zavře všechny komunikační kanály
single_check.m	změří jeden pracovní bod podle zadání v úvodu skriptu
getF.m	funkce getF( $f_{SW}$ ) vrací hodnotu TBPRD registru, kde $f_{SW}$ je v kHz
- / / /	

#### Tab. 3 Řídící skripty Matlabu

Správná posloupnost<sup>6</sup> spouštění skriptů je:

1) vyplnit hlavičku ranges.m podle nápovědy ve skriptu:

```
۶ _____
                                                _____
V=[60];
                              % vektor napeti [V]
                          % VEKTOR Hapelt [v]
% vektor odporu zateze [Ohm] (0-350);
R=[60 80 100];
f=[220 230 240 250 260 280]; % vektor frekvencí [kHz]
c avg=1;
         % pocet prumerovani max 8
c pause=5; % doba ustáleni pracovniho bodu [s]
use zimmer=true;
                      % povolit power analyzer Zimmer 4500
                       % bude se vyčítat vstupní a výstupní I, U a P
use_california=true; % povolit zdroj California CSW5500
% bude se vycitat vstupni U, I a P
use_agilentDMM=true; % povolit multimetr Agilent 33405
% bude se vycitat obecne proud
use hh=true;
                       % povolit zatez Hoecherl&Hackl ZSDC8075
                       % vycita se vystupni U, I, P
use_tektronix=true; % povolit osciloskop
                       % vycita se amplituda Ucl
<u>_____</u>
```

- 2) spustit connect.m, který připojí povolená zařízení; u zařízení, která používají sériový port je nutné ve skriptech connect\_x.m zkontrolova a případně přepsat identifikátory portů ('COMn') ve funkci serial(), protože jejich číslování se mezi počítači liší.
- 3) spustit run.m, který provede veškerá měření, veškerá naměřená data jsou uložena v poli out (f,R,U,n) nebo opakovaně spouštět single\_check.m, který provede jedno měření podle parametrů ve své hlavičce a uloží výsledky do vektoru s\_out(n); indexy f,R,U odpovídají indexům vektorů f,R,U určených v ranges.m ; index n má následující význam:

<sup>&</sup>lt;sup>6</sup> Platí pro SVN revizi 1

00	organ	iza	<pre>ce vysledneho pole out(f,R,V,n), s_out(n)</pre>
00	n =	1	zimmer 4500 vstupni proud
00	n =	2	zimmer 4500 vstupni napeti
00	n =	3	zimmer 4500 vstupni vykon
00	n =	4	zimmer 4500 vystupni proud
%	n =	5	zimmer 4500 vystupni napeti
00	n =	6	zimmer 4500 vystupni vykon
00	n =	7	zatez ZSDC8075 vystupni proud
00	n =	8	zatez ZSDC8075 vystupni napeti
00	n =	9	zatez ZSDC8075 vystupni vykon
00	n =	10	zdroj CSW5550 vstupni proud
00	n =	11	zatez CSW5550 vstupni napeti
00	n =	12	zatez CSW5550 vystupni vykon
00	n =	13	pracovni bod - napeti
00	n =	14	pracovni bod – zatez
00	n =	15	pracovni bod - frekvence
00	n =	16	osciloskop amplituda Ucl
9	n =	17	multimetr Agilent 3405 proud

- 4) parametry v souboru ranges.m lze měnit a poté opakovaně provádět bod 3)
- 5) spustit close\_all.m pro bezpečné odpojení komunikačních kanálů jednotlivých zařízení

Detailnější popis činnosti v komentářích jednotlivých skriptů.



Obr. 53 Celkový pohled na stanoviště.

Porovnání naměřeného a simulovaného průběhu účinnosti přenosu energie při sério-sériové kompenzaci je možné vidět na Obr. 54 a Obr. 55.



Obr. 54 Naměřená účinnost přenosu energie S-S.



Obr. 55 Vypočtená účinnost přenosu energie S-S.

# 5 Závěr

Na základě dosažené shody měření se simulacemi je možné prohlásit předložené modely za platné. Při nižších frekvencích se však více projeví vliv vazby usměrňovač-zátěž (model neuvažuje), což má vliv hlavně na absolutní hodnoty sledovaných veličin. V budoucí práci bude tento nedostatek odstraněn.

## Literatura

- [1] KINDL, V., KAVALÍR, T., PECHÁNEK, R. Návrh planárního rezonančního vazebného členu pro bezdrátové nabíjení. Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [2] JÁRA, M. Stavba laboratorního prototypu 1200V střídače s SiC JFET spínači. Plzeň : Škoda Electric, a.s., 2012.
- [3] JÁRA, M., DRÁBEK, P., BLAHNÍK, V., ŠTĚPÁNEK, J. Výkonový jednofázový usměrňovač s SiC modulem. 2013.
- [4] KOŠAN, T. MLC interface vývojový kit pro víceúrovňové měniče s procesorem a FPGA. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012.
- [5] KOŠAN, T. Mikrokontrolérový modul TMS320F28335 pro MLC interface. Plzeň : Západočeská univerzita, 2013.

# Seznam obrázků

Obr. 1 Pro návrh vazebné cívky	5
Obr. 2 Pro zjištění počtu závitů	7
Obr. 3 Náčrtek prototypu cívky	7
Obr. 4 Pro určení vzájemné indukčnosti	8
Obr. 5 Činitel magnetické vazby cívek	9
Obr. 6 Model sériové vazby	10
Obr. 7 Primární proud cívkou při sériové rezonanci	11
Obr. 8 Sekundární proud cívkou při sériové rezonanci	12
Obr. 9 Výkon dodávaný do primární cívky při sériové rezonanci	12
Obr. 10 Výkon dodávaný sekundární cívkou při sériové rezonanci	13
Obr. 11 Napětí na rezonančním kondenzátoru při sériové rezonanci	13
Obr. 12 Účinnost přenosu energie při sériové rezonanci	14
Obr. 13 Pro zjištění rezonanční frekvence při sériové rezonanci	14
Obr. 14 Primární proud sériové vazby	15
Obr. 15 Účinnost sériové vazby	16
Obr. 16 Model sériové vazby	17
Obr. 17 Primární proud cívkou při sério-sériové rezonanci	18
Obr. 18 Sekundární proud cívkou při sério-sériové rezonanci	18
Obr. 19 Výkon dodávaný do primární cívky při sério-sériové rezonanci	19
Obr. 20 Výkon dodávaný do zátěže při sério-sériové rezonanci	19
Obr. 21 Napětí na primárním kondenzátoru při sério-sériové rezonanci	20
Obr. 22 Napětí na sekundárním kondenzátoru při sério-sériové rezonanci	20
Obr. 23 Účinnost přenosu energie při sério-sériové rezonanci	21
Obr. 24 Pro zjištění rezonanční frekvence při sério-sériové rezonanci	21
Obr. 25 Model sério-paralelní vazby	22
Obr. 26 Primární proud při sério-paralelni rezonanci	23
Obr. 27 Proud zátěží při sério-paralelní rezonanci	23
Obr. 28 Příkon při sério-paralelní rezonanci.	24
Obr. 29 Výkon na zátěži při sério-paralelní rezonanci	24
Obr. 30 Napětí na primárním kondenzátoru sério-paralelní rezonanci	25

RICE FEL ZČU

Obr. 31 Napětí na sekundárním kondenzátoru při sério-paralelní rezonanci	25
Obr. 32 Účinnost přenosu energie při sério-paralelní rezonanci	
Obr. 33 Pro zjištění rezonanční frekvence při sério-paralelní rezonanci	
Obr. 34 Model paralelně-sériové vazby	
Obr. 35 Primární proud při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 36 Sekundární proud při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 37 Činný výkon dodávaný do primární cívky při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 38 Výkon na zátěži při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 39 Napětí na sekundárním kondenzátoru při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 40 Účinnost přenosu energie při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 41 Pro určení rezonanční frekvence při paralelně-sériové rezonanci	
Obr. 42 Model paralelně-sériové vazby.	
Obr. 43 Primární proud při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 44 Proud zátěží při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 45 Činný výkon dodávaný do primární cívky při paralelně-paralelní rezonanci.	
Obr. 46 Výkon na zátěži při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 47 Napětí na sekundárním kondenzátoru při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 48 Účinnost přenosu energie při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 49 Pro určení rezonanční frekvence při paralelně-paralelní rezonanci	
Obr. 50 Základní sestava měřícího a testovacího řetězce	
Obr. 51 Provedení kondenzátoru C1 a C2	
Obr. 52 Ovládací GUI v prostředí Code Composer	
Obr. 53 Celkový pohled na stanoviště	
Obr. 54 Naměřená účinnost přenosu energie S-S	
Obr. 55 Vypočtená účinnost přenosu energie S-S	41

# Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum
	•	. ,	Jméno / Odd.
1	Všechny	Publikování dokumentu	22. 7. 2015
			Kindl / KEV
2	4.1, 4.2	Doplnění kapitol	3. 8. 2015
			Jára / RICE